Bachelorarbeit

- Entwicklung eines zeitrichtigen Studiomonitorlautsprechers mit Hilfe eines DSP-basierten FIR-Filternetzwerks -

von Lucas Weidinger

21.08.2015

Erstbetreuer: Prof. Dr. Stefan Weinzierl

Zweitbetreuer: Prof. Dr.-Ing. Thomas Sikora

Eigenständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und eigenhändig, sowie ohne unerlaubte fremde Hilfe und ausschließlich unter Verwendung der aufgeführten Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe.

.....

Datum, Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **6**

2 Aufgabenstellung und Zusammenfassung **7**

3 Grundlagen **8**

3.1 LTI-Systeme 8

3.2 Die Impulsantwort 9

3.3 Der Betragsfrequenzgang 9

3.4 Der Phasenfrequenzgang 10

3.5 Die Gruppenlaufzeit 11

3.6 FIR-Filter 11

3.7 Der digitale Signalprozessor 12

3.8 GNU Octave 12

4 Der Lautsprecher **13**

5 Umsetzung der Entzerrung **16**

5.1 Messen der Einzelchassis und Preprocessing 16

5.2 Erzeugung der FIR Filterkoeffizienten 18

5.3 Programmierung des DSP CS48560 20

6 Simulation der Entzerrung **22**

7 Messungen des entzerrten Lautsprechers **24**

8 Diskussion und Resumée **28**

Danksagung

Zu Beginn möchte ich einigen Personen danken, die mich bei meiner Arbeit unterstützt und diese möglich gemacht haben.

Vielen Dank an...

Stefan Weinzierl

Thomas Sikora

Alexander Lindau

Roland Stenz und die ganze EVE Audio Belegschaft

meine Freundin Marie

1 Einleitung

Die Erfolgsgeschichte des Lautsprechers begann zeitgleich mit der Erfindung des Telefons und war zunächst nur ein Nebenprodukt. 1878 erhielt Werner von Siemens das Patent für das noch heute weit verbreitete Lautsprecherprinzip des elektromagnetischen Wandlers. Im Laufe der Zeit wurde der Lautsprecher weiterentwickelt. Vor allem Musiker und Mediengestalter sind auf präzise und analytische Lautsprecher angewiesen.

Der sogenannte Studiomonitor verspricht, eine solche analytische Arbeitsumgebung zu schaffen. Dabei ist eine Hauptanforderung an den Studiomonitor, alle Frequenzen des Übertragungsbereichs mit gleichem Pegel wiederzugeben. Technisch bedingt sind dem Lautsprecher zu niedrigen und hohen Frequenzen hin Grenzen gesetzt und so erstreckt sich der Übertragungsbereich eines Studiomonitors, je nach Bauart, von etwa 30-50 Hz bis 20-30 kHz. Dies relativiert sich jedoch durch die Tatsache, dass dem menschlichen Gehör ebenfalls Grenzen gesetzt sind und der Übertragungsbereich eines Lautsprechers ausreicht um alle vom Menschen wahrnehmbaren Frequenzen abzudecken.

Weit verbreitet sind 2-Wege-Studiomonitore. Sie verfügen über einen Hochtöner, der für die Wiedergabe der hohen Frequenzen zuständig ist und über einen Tieftöner, der die Wiedergabe der tiefen Frequenzen übernimmt. Die Trennfrequenz liegt dabei meist zwischen 2000 Hz und 3000 Hz.

Aufgrund der unterschiedlichen Bauformen der Chassis, liegt das Schallentstehungszentrum des Tieftonchassis oft weiter hinten, als das des Hochtonchassis.

Aus diesem baubedingten Versatz kommt es bei Frequenzen nahe der Trennfrequenz, also bei Frequenzen, die von beiden Chassis wiedergegeben werden, zu Laufzeitunterschieden am Abhörpunkt. Durch diese beiden, kurz hintereinander eintreffenden Schallereignisse, kann es vorallem bei perkussiven Tönen zu einem 'verwaschenen' Höreindruck kommen. Außerdem erzeugt dieser Zeitversatz eine ungewollte Neigung der Hauptabstrahlrichtung und destruktive Schalladdition.

Zusätzlich erzeugt das Lautsprechersystem eine frequenzabhängige Phasenverschiebung und die damit einhergehende frequenzabhängige Gruppenlaufzeit des Signals. Um diese Laufzeitverzerrungen zu verhindern kann der Lautsprecher entsprechend entzerrt werden. Dies ist mit der Hilfe eines integrierten digitalen Signalprozessors (DSP) und dafür besonders geeigneten digitalen FIR-Filtern (Finite Impuls Response) realisierbar.

Die Verwendung eines DSP hat zum einen den Vorteil der Flexibilität, Verzögerungen können an den gewünschten Abhörpunkt angepasst werden, zum Anderen kann zusätzlich zur gewünschten Phasenentzerrung und Laufzeitanpassung simultan der Betragsfrequenzgang des Lautsprechers entzerrt und somit ein nahezu perfekt linearer Betragsfrequenzgang erzeugt werden.

Es wird diskutiert, ob diese Art der Entzerrung tatsächlich eine klangliche Verbesserung mit sich bringt. Man kann jedoch festhalten, dass dieses Verfahren den Lautsprecher der Perfektion ein Stück näher bringt.

2 Aufgabenstellung und Zusammenfassung

Der aktive 2-Wege-Studiomonitor SC207 von EVE Audio soll mit Hilfe des digitalen Signalprozessors CS48560 und geeigneten FIR-Filtern entzerrt werden. Dabei sollte das Ziel des Filterntwurfs sein, eine linearphasige akustische Übertragungsfunktion des Lautsprechers zu erzeugen was zu einer konstanten Gruppenlaufzeit führt, so dass alle spektralen Komponenten eines Signals mit gleicher Geschwindigkeit durch das System laufen. Außerdem soll innerhalb eines Zielbandpasses der Betragsfrequenzgang möglichst linear sein. Ein solches linearphasiges System liefert am Ausgang das exakt gleiche Signal, wie es dem System am Eingang eingespeist wird.[1]

Im Falle des entzerrten Lautsprechers ist dies jedoch nur in Grenzen realisierbar, da der Lautsprecher allein durch physikalische Grenzen eine untere und eine obere Grenzfrequenz besitzt. Innerhalb dieser Grenzen kann durch die Entzerrung ein nahezu linearphasiges System erzeugt werden.

Im Abschnitt 3 der Arbeit werden die Grundlagen, die zum Verständnis der Filtererzeugung und der messtechnischen Auswertung nötig sind, vermittelt. Außerdem wird der verwendete digitale Signalprozessor vorgestellt und das Programm GNU Octave, mit dem die FIR-Filterkoeffizienten berechnet werden, kurz beleuchtet. Dabei werden jedoch nur auf die für diese Arbeit relevanten Aspekte eingegangen, es wird auf weiterführende Literatur verwiesen, die dem Leser einen tieferen Einblick in die Materie ermöglichen.

Abschnitt 4 befasst sich mit dem, von der Firma EVE Audio zur Entzerrung bereitgestellten, Lautsprecher. Dabei wird das Übertragungsverhalten dieses 2-Wege-Studiomonitors durch Messungen erfasst und analysiert.

In Abschnitt 5 wird erläutert, wie mit Octave eine Toolbox entwickelt wird, mit der die Koeffizienten der FIR-Filter berechnet werden können und wie die Koeffizienten der FIR-Filter durch eine inverse Fouriertransformation aus den komplexen Spektren der Wunschfilter erzeugt werden. Desweiteren wird in diesem Abschnitt gezeigt, wie der digitale Signalprozessor programmiert wird und die FIR-Filterkoeffizienten implementiert werden.

Den letzten Abschnitt 7 bilden Messungen des entzerrten Lautsprechers.

[1] Krauss, Guenter: *Advantages of FIR Filters in digital Loudspeaker Controllers.* Paris 2006

3 Grundlagen

Dieser Abschnitt soll dem Leser das Verständnis der Arbeit erleichtern. Dazu werden zunächst LTI-Systeme eingeführt und die systembeschreibenden Funktionen Betragsfrequenzgang, Phasengang, Impulsantwort und die Gruppenlaufzeit näher betrachtet. Außerdem wird ein kurzer Einblick in das zur Signalverarbeitung und Filterberechnung verwendete Programm Octave gegeben und der verwendete digitale Signalprozessor vorgestellt.

3.1 LTI-Systeme

Ein System im Allgemeinen, ist etwas, das Signale übertragen und verändern kann. Jede Kombination von Systemen ist wieder ein System. Ein Beispiel für ein signalverarbeitendes System ist der Lautsprecher, dieser überträgt und verändert Signale. Dieses Übertragungsverhalten kann man modellieren.
Das Eingangssignal eines Systems kann eine beliebige Zeitfunktion sein. Das Ausgangssignal wird Systemantwort genannt. Besondere Systeme in der Signaltheorie sind die linearen zeitinvarianten Systeme, die zwei Anforderungen erfüllen. Es gilt das Superpositionsprinzip, welches besagt, dass die Systemantwort auf die Summe zweier Signale gleich der Summe der beiden einzelnen Systemantworten ist (Linearität) und dass bei einer zeitlichen Verschiebung des Eingangssignals auch die Systemantwort eine zeitliche Verschiebung erfährt (Zeitinvarianz).
LTI-Systeme können ein Signal höchstens linear verzerren, das heißt frequenzabhängige oder unabhängige Pegel- oder Phasenänderungen können auftreten. Reale Systeme sind niemals wirklich linear und zeitinvariant, jedoch können die Nichtlinearitäten meist vernachlässigt werden und dadurch erfüllen sie die LTI-Anforderungen.

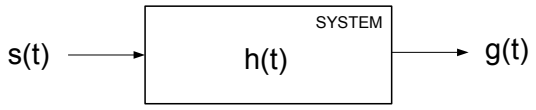


Abbildung 3.1: LTI System mit dem Eingangssignal s(t), Ausgangssignal g(t) und der Impulsantwort h(t)

Nun kann das Eingangssignal $s(t)$ durch Rechtecke approximiert werden. Wird das approximierte Eingangssignal durch das System geleitet, erhält man die Systemantwort, welche sich durch die Zeitinvarianz und das Superpositionsprinzip als Summe der einzelnen Rechteck-Antworten darstellen lässt. Diese Näherung wird genauer, je schmaler die Rechtecke werden. Man geht so weit, dass die Breite der Rechtecke infinitesimal klein werden und die Rechnung dadurch exakt wird. Aus der Rechteckfunktion ist der Dirac-Stoß oder Einheitsimpuls geworden und die Rechteckantwort wird zur Impulsantwort $h(t)$.
Durch die Fouriertransformation der Impulsnatwort $h(t)$ erhält man die komplexe Übertragungsfunktion $H(f)$, als Funktion der Frequenz des Systems. Den Betrag der Übertragungsfunktion erhält man aus dessen Real- und Imaginärteil. Dies ist der Betragsfrequenzgang des Systems:

$$|H(f)| = \sqrt{[Re\{H(f)\}]^2 + [Im\{H(f)\}]^2}$$

Mit der Phase

$$\varphi(f) = arctan(\frac{Im\{H(f)\}}{Re\{H(f)\}})$$

erhält man den Phasenfrequenzgang des Systems.[2]

3.2 Die Impulsantwort

Die Impulsantwort $h(t)$ liefert das zeitliche Verhalten, beziehungsweise die Antwort eines Systems auf einen infinitesimal kurzen Impuls $\delta(t)$. Sie beschreibt quasi die komplette Wirkung des Systems auf ein Signal. Möchte man die Wirkung eines Systems simulieren, kann dies durch die Faltung des Eingangssignals mit der Impulsantwort erreicht werden.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

Dies wird zum Beispiel bei akustischen Effekten wie der Nachbildung des Nachhalls eins Raumes verwendet. [3]

Aus der Impulsantwort eines Systems kann durch die Fouriertransformation das komplexe Spektrum des Systems berechnet werden.[4] Dieser wichtige Zusammenhang wird später, bei der Erzeugung der Filterkoeffizienten, genutzt.

3.3 Der Betragsfrequenzgang

Der Bertagsfrequenzgang, umgangssprachlich fälschlicherweise oft nur als "Frequenzgang" bezeichnet wird häufig als einziges Qualitätsmerkmal eines Lautsprechers herangezogen. Er liefert nur Informationen über die Amplitude, also die Lautstärke mit der der Lautsprecher jede einzelne Frequenz wiedergibt.

Der Frequenzgang hingegen, liefert zusätzlich Informationen über die Phasenlage der einzelnen Frequenzen. Dies wird mit Hilfe komplexer Zahlen realisiert.

Aus dem Betragsfrequenzgang können zum Beispiel die untere und obere Grenzfrequenz abgelesen werden, die den Wiedergabebereich eines Lautsprechers bestimmen. Außerdem zeigt der Betragsfrequenzgang wie linear die Wiedergabe des Lautsprechers ist. Bei Studiomonitoren wird meist ein komplett linearer Betragsfrequenzgang angestrebt, sodass jede Frequenz die im Übertragungsbereich des Lautsprechers liegt mit der gleichen Lautstärke wiedergegeben wird.

[2] Thomas Görne, *Tontechnik*, (Hrsg. Prof. Dr. Ullrich Schmidt), München, 3.Auflage 2011

[3] Stefan Weinzierl, *Kapitel 1 "Grundlagen"*, in: (Hrsg.) Stefan Weinzierl, Handbuch der Audiotechnik, Berlin/Heidelberg, 2008, Seite 16.

[4] Peter Noll, *Signale und Systeme*, Berlin, 2012, Seite 101 ff.

3.4 Der Phasenfrequenzgang

Betrachtet man die mathematische Beschreibung einer Sinusschwingung,

$$x(t) = sin(2\pi ft + \varphi_0)$$

dann beschreibt der Term in den Klammern den 2π-periodischen Phasenwinkel der Sinusschwingung mit der Frequenz f und dem Phasenwinkel φ_0 zum Zeitpunkt $t = 0$. Die Phasenlage einer Sinusschwingung wird also durch das Argument der Funktion beschrieben.[5]

Der Phasenverlauf beschreibt nun den Phasenwinkel einer Schwingung am Ausgang des Systems, relativ zum Phasenwinkel der Schwingung am Eingang des Systems, in Abhängigkeit von der Frequenz. Ist der Phasenwinkel am Ausgang des Systems gegenüber dem Phasenwinkel des Eingangs negativ, so eilt das Ausgangssignal dem Eingangssignal nach.[6] Durch die Periodizität der Phasenfunktion sind die Messungen der Phasenwinkel größer ±180° nicht eindeutig. In Abbildung 3.2 wird das Problem anhand dreier Sinusschwingungen verdeutlicht. Die obere Schwingung hat eine Phasenlage von -90°, die untere Schwingung eine von +270°. In der Mitte ist das Referenzsignal dargestellt. Wie man sieht, besteht zwischen der oberen und der unteren Schwingung kein Unterschied. Üblicherweise wird der betragsmäßig kleinere Wert zur Beschreibung der Phasenlage angegeben. In diesem Fall also -90°.[7] Um diese Zweideutigkeit zu umgehen, springt deshalb der Phasengang bei Phasenmessungen, wenn die ±180°-Grenzen über- beziehungsweise unterschritten werden. Diese Sprünge können vermieden werden, indem man von allen Werten hinter dem Sprung 360° abzieht. Dies wird auch als "Phase unwrapping" bezeichnet.

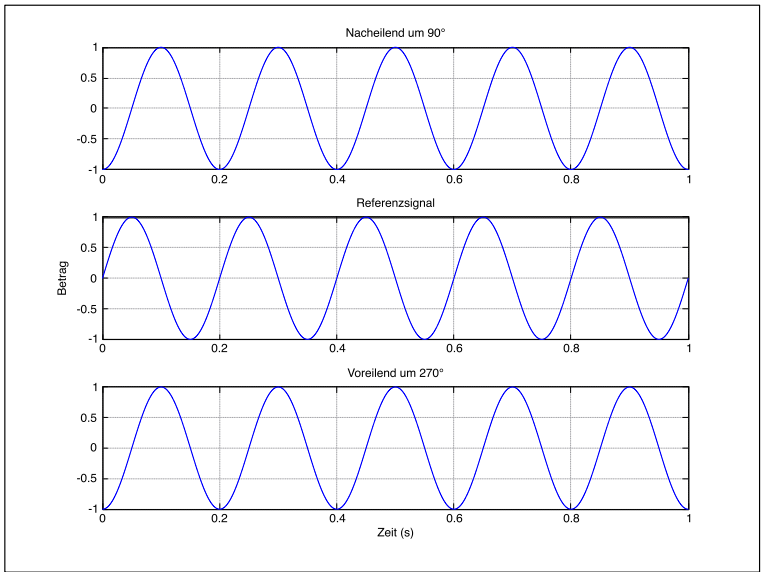


Abbildung 3.2: Zweideutigkeit der Phasenmessung

[5] Joseph D'Appolito, *Lautsprecher-Messtechnik*, Aachen, 3. Auflage 2007, Seite 295.
[6] Joseph D'Appolito, *Lautsprecher-Messtechnik*, Aachen, 3. Auflage 2007, Seite 297.
[7] Joseph D'Appolito, *Lautsprecher-Messtechnik*, Aachen, 3. Auflage 2007, Seite 298 f.

3.5 Die Gruppenlaufzeit

Die Gruppenlaufzeit kann aus dem Verlauf der Phase berechnet werden. Sie ist die negative Ableitung des Phasenverlaufs nach der Kreisfrequenz. Bei zeitdiskreter Darstellung kann die Ableitung das Phasenverlaufs aus der schrittweisen Änderung des Winkels $\Delta\phi$ und der schrittweisen Änderung der Kreisfrequenz $\Delta\omega$ bestimmt werden.[8] Für die Gruppenlaufzeit G ergibt sich also

$$G = -\frac{d\phi}{d\omega}$$

3.6 FIR-Filter

Zur komplexen Entzerrung des Lautsprecherfrequenzgangs werden FIR-Filter verwendet.

Diese Filter zeichnen sich vor allem durch ihre Unabhängigkeit von Amplituden und Phasenverlauf aus und ermöglichen es somit, linearphasige Frequenzweichen oder, wie in dieser Arbeit, Filter zur unabhängigen Entzerrung des Betrags- und Phasenfrequenzgangs von Lautsprechern, zu realisieren.[9]

Das Ausgangssignal $y(n)$ eines **F**inite **I**mpuls **R**esponse Filters mit der endlichen Impulsantwort $h(n) = b(n)$ und einer Länge N wird über die zeitdiskrete Faltungssumme

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b(k)x(n-k)$$

berechnet. Dabei sind $x(n)$, $x(n-1)$, $x(n-2)$..., $x(n-N)$ die Abtastwerte des Eingangssignals und $b(0), b(1), b(2)..., b(N-1)$ die Abtastwerte der Impulsantwort des Filters, beziehungsweise dessen Filterkoeffizienten.

Betrachtet man das Datenflussmodell in Abbildung 3.3 erkennt man, dass das Ausgangssignal nur aus den Daten des Eingangssignals berechnet wird. Somit besitzt dieser Filter keine Rückkopplung und wird auch als nicht-rekursiver Filter bezeichnet.[10]

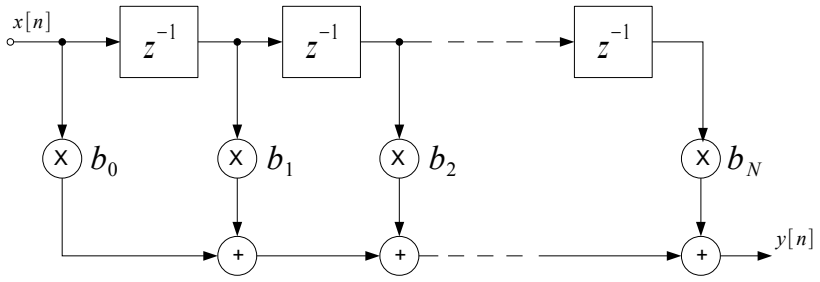


Abbildung 3.3: FIR Durchflussmodell

[8] Joseph D'Appolito, *Lautsprecher-Messtechnik*, Aachen, 3. Auflage 2007, Seite 304.

[9] Anselm Görtz, *Kapitel 8 "Lautsprecher"*, in: (Hrsg.) Stefan Weinzierl, Handbuch der Audiotechnik, Berlin/Heidelberg, 2008, Seite 461.

[10] Udo Zölzer, *Kapitel 15 "Signalverarbeitung, Filter und Effekte"*, in: (Hrsg.) Stefan Weinzierl, Handbuch der Audiotechnik, Berlin/Heidelberg, 2008, Seite 824 ff.

3.7 Der digitale Signalprozessor

Zur Filterung und Vorverarbeitung der Signale wird der 32-bit Audio DSP CS48560 von Cirrus Logic verwendet.[11] Zum DSP wird das 'Customer Developement Kit' CRD48500-USB mitgeliefert, mit dem eine Schnittstelle zwischen digitalem Signalprozessor und PC hergestellt wird. Außerdem analoge Ein- und Ausgänge schon gegeben und ermöglichen so einen schnellen Test der entwickelten Filter. Die Software des Signalprozessors bietet eine grafische Oberfläche, mit der sich der DSP, per Drag-and-Drop programmieren lässt. Einen guten Überblick über die zur Verfügung stehenden Elemente zur Signalbearbeitung und deren Eigenschaften, bietet der 'CDB48500 USB Guide' [9]. Auf die Handhabung des Evaluation Boards wird im Unterabschnitt 5.3 weiter eingegangen.
Der 12-Kanal DSP besitzt ausreichend Ein- und Ausgänge, um die Signalverarbeitung eines Lautsprecherstereopaars zu übernehmen. Will man FIR-entzerrte Lautsprecher bauen, kann ein weitaus weniger leistungsstarker DSP verwendet werden.

3.8 GNU Octave

Die Open Source Software GNU Octave eignet sich zur numerischen Berechnung von mathematischen Problemen. Dabei ist das Programm an die Oberfläche von Matlab angelehnt. Außerdem existieren viele der in Matlab integrierten Funktionen. Daher kann zum Großteil auch auf Literatur, die eigentlich für Matlab ausgelegt ist, zurückgegriffen werden. In 'Digitale Signalverarbeitung mit MATLAB' von Martin Werner (2012) ist ein Großteil der verwendeten Funktionen zu finden und erläutert. Desweiteren wurde bei der Programmierung häufig auf die Onlinedokumentation von GNU Octave zurückgegriffen[12]. In dieser Arbeit wurde mit Hilfe dieses Programms eine Toolbox entwickelt, welche die Filterberechnung übernimmt. Dazu mehr in Abschnitt 5.

[11] www.cirrus.com/en/products/cs48520-40-60.html?prodKey=CS48560 (Stand 14.06.2015)
[12] https://www.gnu.org/software/octave/doc/interpreter/ (Stand 21.06.2015)

4 Der Lautsprecher

Der Lautsprecher SC207 der Firma EVE Audio steht in dieser Arbeit zur Entzerrung zur Verfügung. Dieses aktive 2-Wege System besitzt einen 6,5 Zoll Treiber zur Tieftonwiedergabe und einen Air Motion Transformer zur Hochtonwiedergabe.

Der Betragsfrequenzgang des Lautsprechers ist in Abbildung 4.2 zu sehen. Schon vor der digitalen Entzerrung weist der Lautsprecher einen sehr linearen Frequenzgang auf. Dies wird durch einen internen DSP mit geeigneten Equalizern umgesetzt. Es treten maximale Abweichungen von ±3 dB auf. Lediglich ab etwa 18 kHz ist eine Anhebung zu sehen. Die Bassanhebung zwischen 60 Hz und 100 Hz resultiert aus der gewollt tiefenbetonten Abstimmung des Bassreflexgehäuses. Die Trennfrequenz liegt bei 2800 Hz.

Abbildung 4.1: Der Lautsprecher SC207

Betrachtet man die Impulsantwort des Lautsprechers (Abbildung 4.5), erkennt man, dass der Impuls des Tieftöners (breiter Impuls, mit dessen Maximum bei etwa 6,2 ms) verzögert zum Hochtöner (sehr spitzer Ausschlag bei ca. 6,0 ms) ankommt. Dies resultiert aus dem baubedingten Versatz des Schallentstehungsortes des Tieftöners zum Schallentstehungsortes des Hochtöners und aus der Wahl der Mikrofonposition. In Abbildung 4.3 ist die Weglängendifferenz des Schalls schematisch dargestellt.

Wie schon erwähnt, entsteht diese Weglängendifferenz, da der Schallentstehungsort des Tieftöners weiter hinten liegt und dadurch die tiefen Frequenzen später am Ohr des Hörers ankommen als die hochfrequenten Komponenten des Hochtöners. Dadurch kann es zu einer Verfärbung, beziehungsweise zu einer Beeinträchtigung der Signalklarheit kommen. Die Hörbarkeit dieser "Signalverschmierung" hängt jedoch von verschiedensten Faktoren[13] ab und ist in den meisten Fällen nicht hörbar[14]. Die Gruppenlaufzeit der SC207 ist in Abbildung 4.4 zu sehen. Dabei ist ein deutlicher Anstieg dieser, zu tiefen Frequenzen hin, zu erkennen.

[13] Krauss [8] nennt drei Faktoren, die die Hörbarkeit der "Signalverschmierung" beeinflussen: Absolutbetrag der Gruppenlaufzeit, Beschaffenheit des Audiosignals und die Raumakustik.

[14] Krauss, Guenter: *Advantages of FIR Filters in digital Loudspeaker Controllers.* Paris 2006

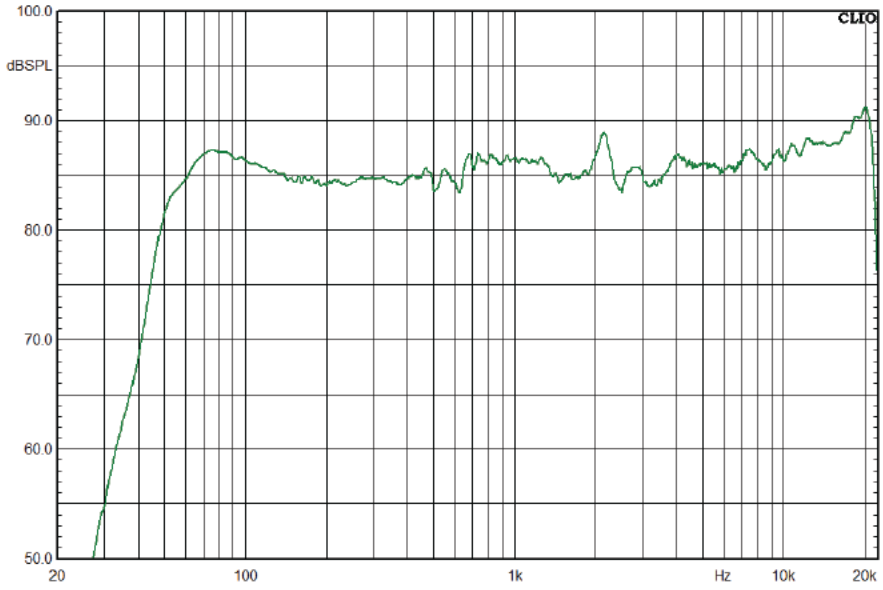


Abbildung 4.2: Betragsfrequenzgang der SC207 (Ungeglättete Freifeldmessung in 1m Abstand bei 0,424 Volt)

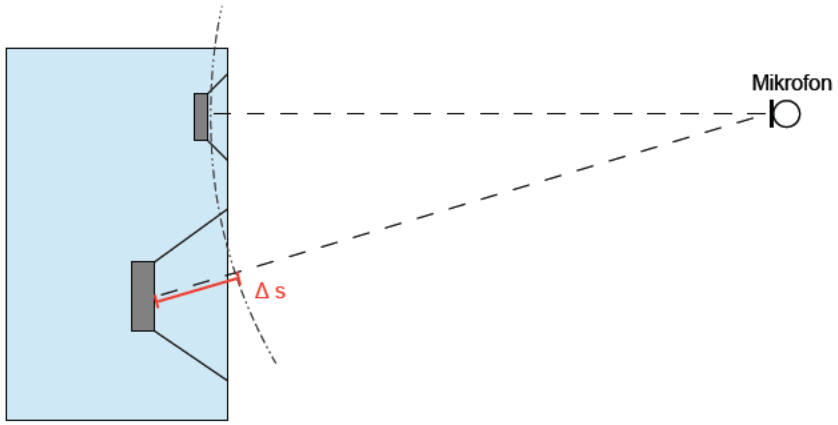


Abbildung 4.3: Weglängendifferenz Δs der Einzelwege eines Lautsprechers

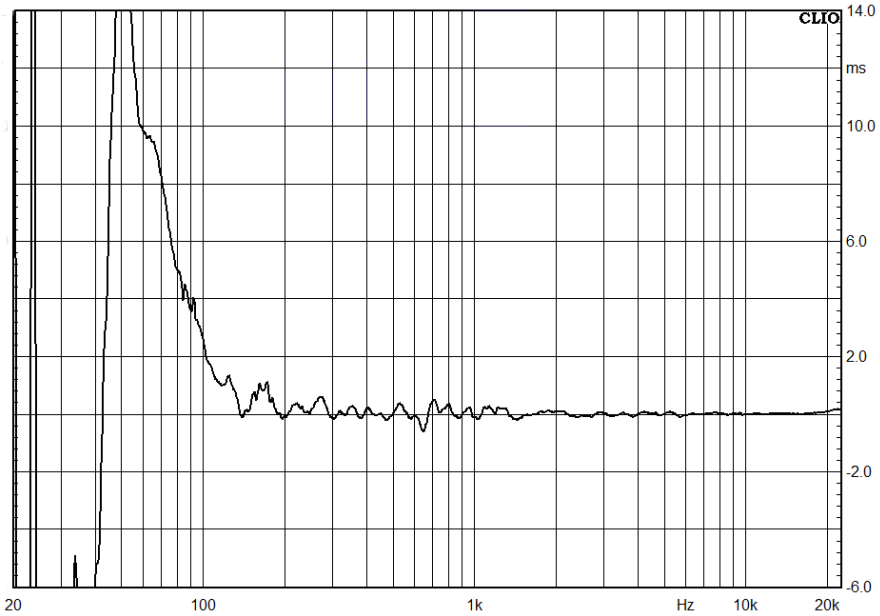
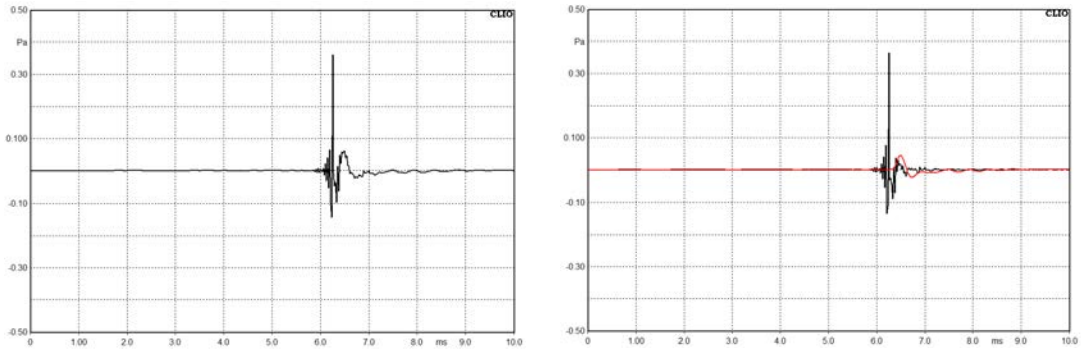


Abbildung 4.4: Gruppenlaufzeit der SC207



(a) (b)

Abbildung 4.5: (a) Impulsantwort des SC207 Lautsprechers (b) Impulsantwort des Hochtöners (schwarz) und des Tieftöners (rot)

5 Umsetzung der Entzerrung

Im folgenden Abschnitt wird die Erfassung der Daten beschrieben, aus denen die Filterkoeffizienten zur Entzerrung berechnet werden. Außerdem wird auf die Erzeugung der Filterkoeffizienten mit Octave näher eingegangen. Im Unterabschnitt 5.3 wird gezeigt, wie die grafische Oberfläche des DSP strukturiert ist und die FIR-Filter korrekt auf diesem eingerichtet werden.

5.1 Messen der Einzelchassis und Preprocessing

Zunächst werden die Einzelchassis der SC207 im reflexionsarmen Raum gemessen. Dazu wird das Messmikrofon am gewünschten Punkt im Raum aufgestellt, für den der Lautsprecher durch die FIR-Filterung entzerrt werden soll.
Die Chassis werden ungefiltert und im Gehäuse des Lautsprechers gemessen. Ein logarithmischer Chirp[15] wird dabei als Messignal verwendet. Das Messmikrofon ist im Abstand von einem Meter zum Lautsprecher auf Hochtönerhöhe platziert. Dies wurde so gewählt, da Lautsprecher meist so platziert werden, dass der Hochtöner in einer Ebene mit den Ohren des Hörers ist.
Die resultierenden Betrags- und Phasenfrequenzgänge der Chassis sind in Abbildung 5.1 zu sehen. Man erkennt, dass der Hochtöner ab 4 kHz Frequenzen wiedergibt. Der Betragsfrequenzgang des Tieftöners zeigt ab 5 kHz enorme Schwankungen, was auf Membranresonanzen zurückzuführen ist. Bei der Wahl der Trennfrequenz sind diese physikalischen Gegebenheiten der Chassis zu beachten und schränken die Wahl der Trennfrequenz ein. Bei den meisten 2-Wege-Lautsprechern gibt es einen Frequenzbereich der nicht optimal wiedergegeben werden kann. Man behebt dieses Problem, indem man mit Equalizern nicht optimal wiedergebbare Frequenzbereiche verstärkt und Überhöhungen im Betragsfrequenzgang dämpft.
Im Falle der SC207 wird eine Trennfrequenz von 2800 Hz gewählt. Die Impulsantworten der Chassis werden innerhalb des Messsystems CLIO grundlaufzeitbereinigt. Das heißt die Zeit die das Signal vom Lautsprecher zum Messmikrofon benötigt wird vorne von der Impulsantwort abgeschnitten. Diese Grundlaufzeitbereinigten Impulsantworten der Einzelchassis sind in Abbildung 5.2 zu sehen.

[15] "Chirp" wird in der Signalverarbeitung ein Signal genannt dessen Frequenz sich zeitlich ändert. Das Messsystem CLIO verwendet einen logarithmischen Chirp (Log-Chirp), dessen frequenz logarithmisch ansteigt.

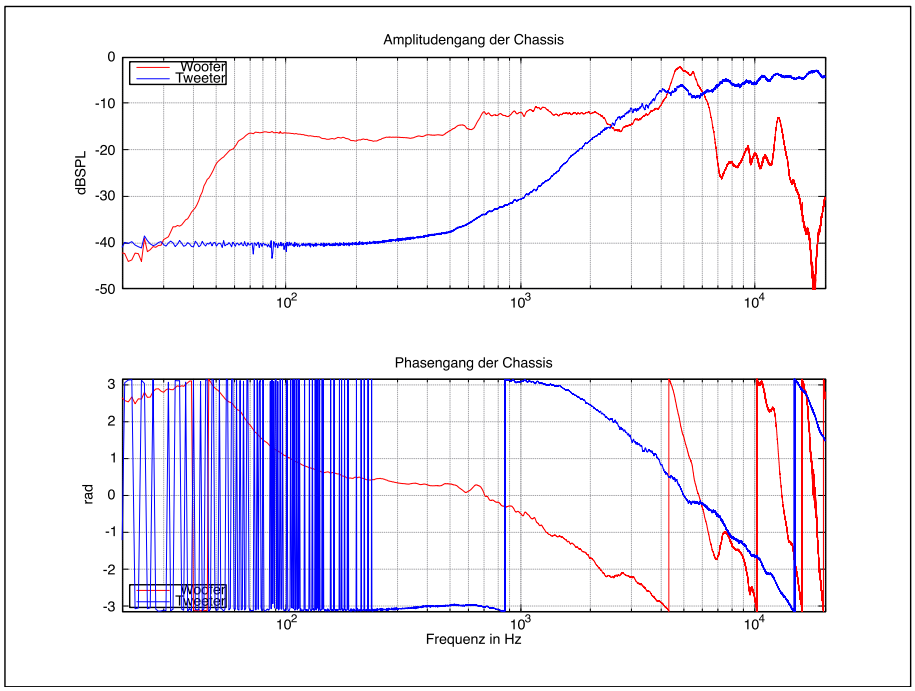


Abbildung 5.1: Betrags- und Phasenfrequenzgang des Tieftöners und des Hochtöners

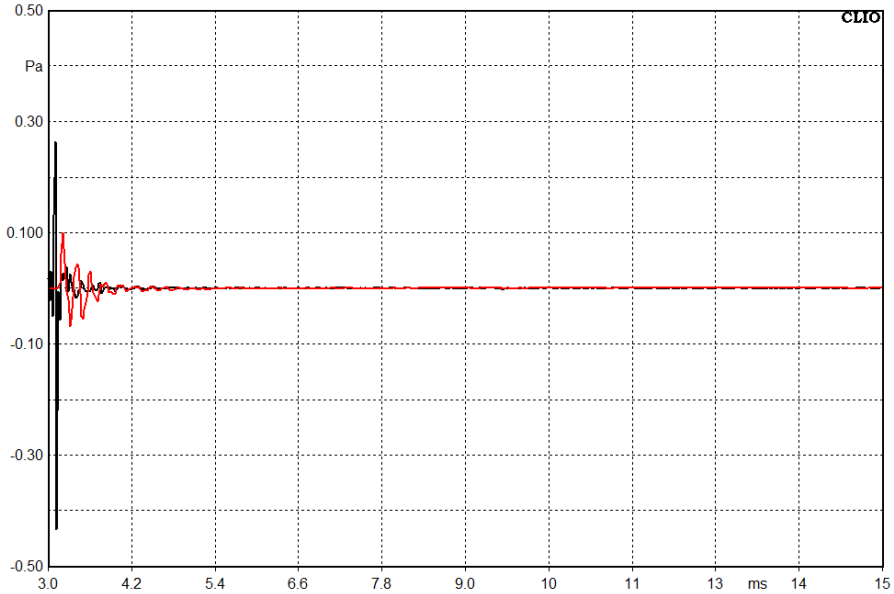


Abbildung 5.2: Impulsantworten der Einzelchassis (Grundlaufzeitbereinigt; rot - Tieftöner; schwarz - Hochtöner)

5.2 Erzeugung der FIR Filterkoeffizienten

Die Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten wird mit Octave durchgeführt. Die entwickelte Toolbox ist so ausgelegt, dass beliebige Frequenzgänge der Einzelchassis eines Zweiwege-Lautsprechers, vorliegend in Text-Format der CLIO-Messsoftware, eingelesen werden können und als Resultat die Filterkoeffizienten der Entzerrfilter in einer Textdatei abgespeichert werden. Zusätzlich erzeugt die Toolbox einige Plots zur Überprüfung der geladenen Daten und der berechneten Filter. Die Methode zur Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten wurde der Dissertation "Digitale Signalverarbeitung" von Swen Müller entnommen [3]. Diese besteht im Wesentlichen aus der Festlegung eines Zielweichenfrequenzgangs, der inversen Fouriertransformation der Filterwunschspektren und der anschließenden Fensterung der entstandenen Impulsantworten. Die gefensterten Impulsantworten entsprechen den Filterkoeffizienten und können, abgespeichert in Textformat, direkt auf den Signalprozessor übertragen werden.
Zunächst werden die Betrags- und Phasenfrequenzgänge des Hoch- und Tieftöners in Octave eingelesen. Unter Vorgabe einer Trennfrequenz und einer unteren und oberen Bandbeschränkung, werden zwei Bandpässe mit Linkwitz-Riley Charakteristik erzeugt. Ein Bandpass für den Tieftöner und ein weiterer für den Hochtöner. Dies sind die Wunschamplitudengänge der Chassis. In Abbildung 5.3 sind die Amplitudengänge der beiden Bandpässe zu sehen. Aufgrund der Linkwitz-Riley Charakteristik treffen sich die Amplitudengänge bei der Trennfrequenz, genau bei - 6dB. Dadurch addieren sich die Amplitudengänge der beiden Bandpässe auch bei der Trennfrequenz zu 0dB. Dies ist jedoch nur der Fall wnn auch die Phasenlage übereinstimmt. Im Falle eines Lautsprechers kann ein Phasenversatz auftreten und dadurch der Betragsfrequenzgang bei der Trennfrequenz einbrechen.

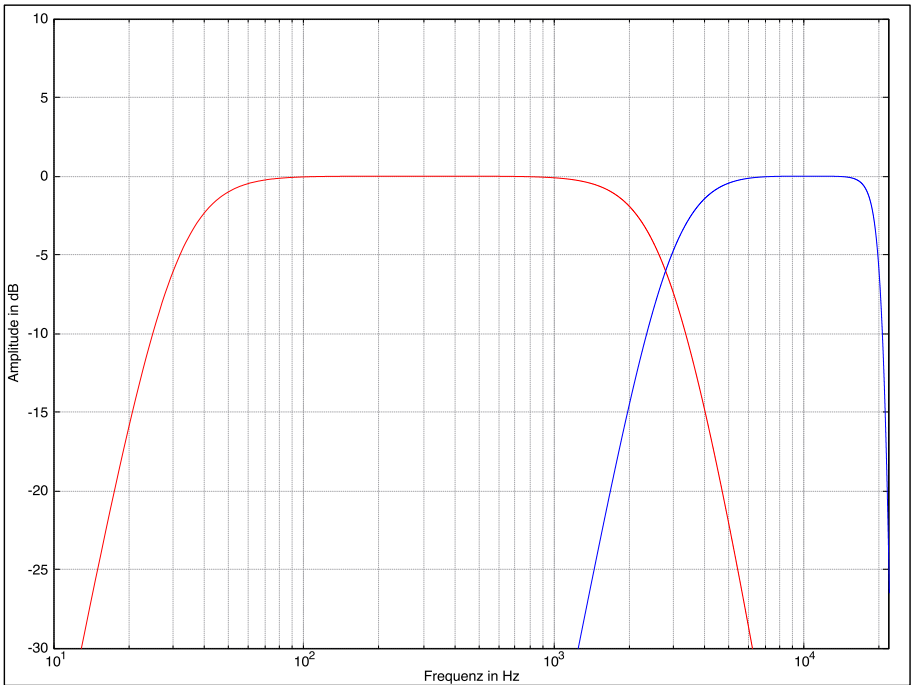


Abbildung 5.3: Amplitudengänge der erzeugten LR4 Bandpässe

Beim Exportieren der Frequenzgänge wurde die CLIO Option 'FFT Daten exportieren' gewählt. Die Frequenzgänge der Chassis liegen als komplexe Zahlen vor. Diese komplexen Daten, die den komplexen Frequenzgang (Amplituden- und Phaseninformation) der Chassis enthalten, werden in Octave eingelesen.
Alle weiteren Signalverarbeitungsprozesse und Berechnungen, die zur FIR-Filterkoeffizientenberechnung nötig sind, werden mit Octave realisiert.
Die Wunsch-Betragsfrequenzgänge $A_{Wunsch}(j\omega)$, deren Phaseninformation gelöscht wird, werden durch die komplexen Frequenzgänge $H_{Chassis}(j\omega)$ der Chassis geteilt und man erhält die gewünschten komplexen Frequenzgänge der FIR-Filter $H_{Filter}(j\omega)$. Dabei entsprechen die Betragsfrequenzgänge der LR4 Bandpässe den Wunsch-Betragsfrequenzgängen, da sich die zwei Wege des Lautsprechers nach der Entzerrung im Optimalfall wie diese verhalten sollen. Die Phasenverschiebung der beiden Bandpässe werden gelöscht, da diese nicht in die Berechnung der FIR-Filter mit einfließen sollen.

$$H_{Filter}(j\omega) = \frac{A_{Wunsch}(j\omega)}{H_{Chassis}(j\omega)}$$

In diesem Schritt müsste zusätzlich der Eigenfrequenzgang des digitalen Signalprozessors berücksichtigt werden, da dieser ebenfalls Auswirkungen auf den resultierenden Betragsfrequenzgang hat. Im Falle des CS48560 ist der Betragsfrequnzgang des Prozessors jedoch nahezu linear und kann deshalb vernachlässigt werden. Eine Phasenverschiebung ist nicht vorhanden. Siehe Abbildung 5.4. In Abbildung 5.5 sind die berechneten Betrags- und Phasenfrequenzgänge der Entzerrfilter zu sehen.

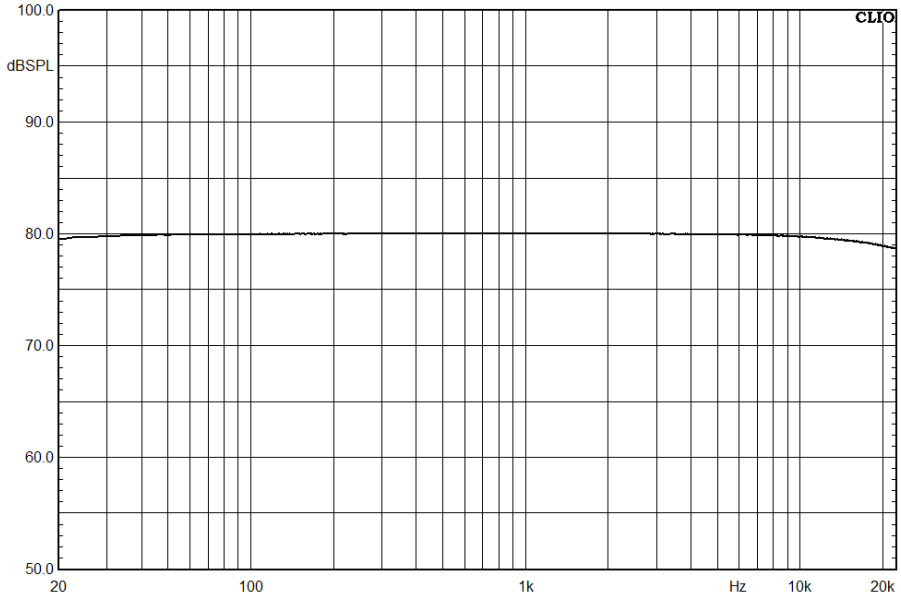


Abbildung 5.4: Eigenfrequenzgang des digitalen Signalprozessors

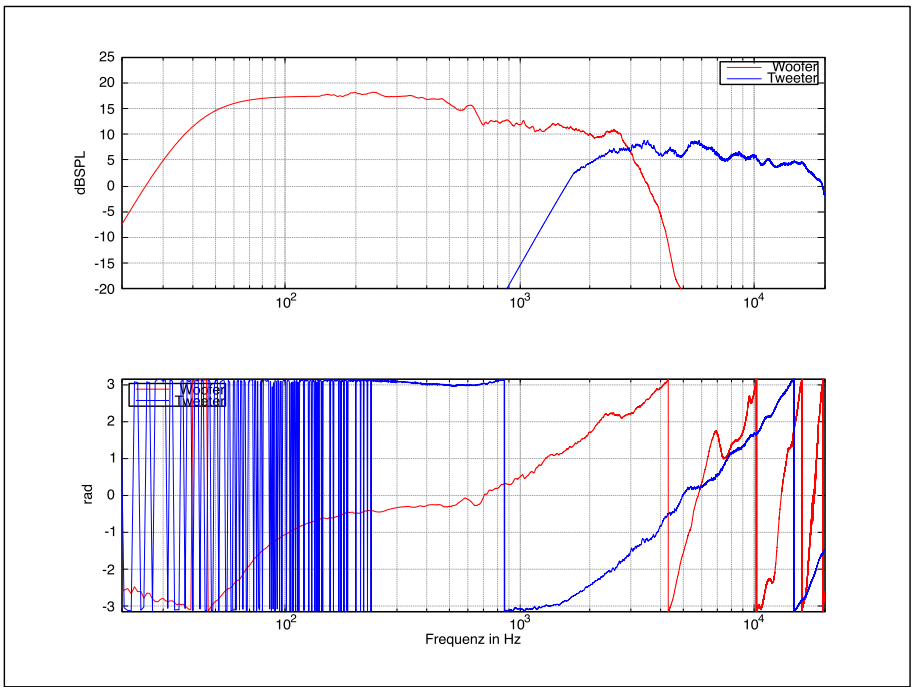


Abbildung 5.5: Mit Octave berechnete Betrags- und Phasenfrequenzgänge der FIR-Filter

Die berechneten komplexen Filterfrequenzgänge können nun fouriertransformiert werden und man erhält die Impulsantworten der Filter, welche auch die FIR-Filterkoeffizienten darstellen. Nun muss lediglich die Filterkoeffizientenanzahl festgelegt werden und die Impulsantwort mittig ausgeschnitten werden. Hier wurde eine Filterlänge von 2001 Koeffizienten gewählt.

Eine derartige Filterlänge führt zu einer hohen Latenz des Systems, die zum Beispiel bei Anwendungen im Videoschnitt unerwünscht ist. Sie berechnet sich aus der Anzahl der Filterkoeffizienten N und der Samplingrate f_s des digitalen Signalprozessors wie folgt:

$$\Delta t = \frac{N}{2 * f_s}$$

5.3 Programmierung des DSP CS48560

In Abbildung 5.6 ist das CDB-Evaluation Board zu sehen, mit dessen Hilfe der DSP CS48560 direkt programmiert werden kann. Über die analogen Eingänge des Entwickler-Boards wird das Signal in den digitalen Signalprozessor eingespeist. Das bearbeitete Signal wird dann über die Audioausgänge des Boards ausgegeben, verstärkt und an die Chassis des Lautsprechers angelegt (Siehe Abbildung 5.7). Zunächst muss das interne Routing des DSP angepasst werden. Dazu wird das Developementkit über USB mit dem Computer verbunden und die DSP Composer Software gestartet.

Im Routingmenü werden die gewünschten Einstellungen vorgenommen. Zum Schutz des Developementkits und um die Lautsprecher leichter anschließen zu können, wurde dieses auf einer Aluplatte mit eingebauten XLR-Buchsen montiert (Siehe Bild im Anhang).

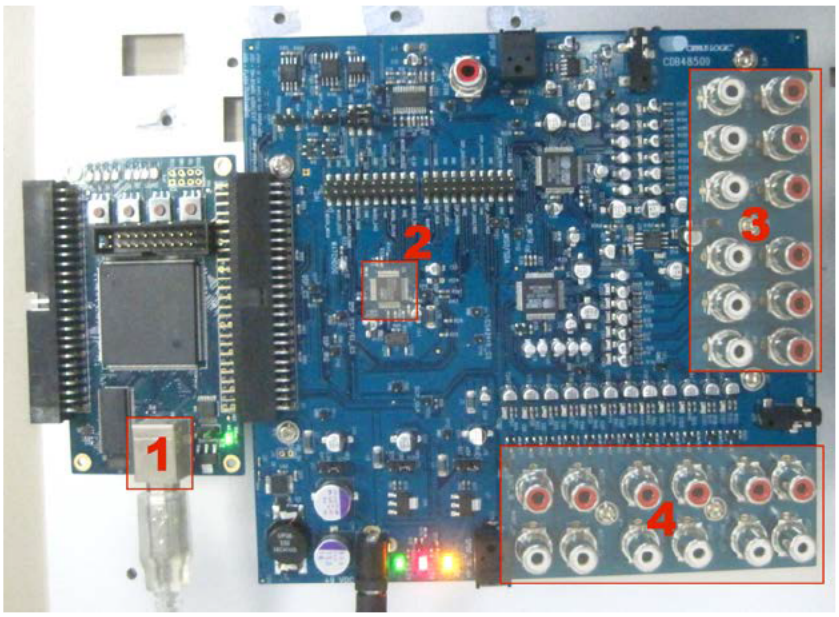


Abbildung 5.6: CDB-48500 USB Evaluation Board

Legende:

1. USB Conector
2. DSP CS48560
3. Analog Input (2 V_{rms} max.)
5. Audio Output

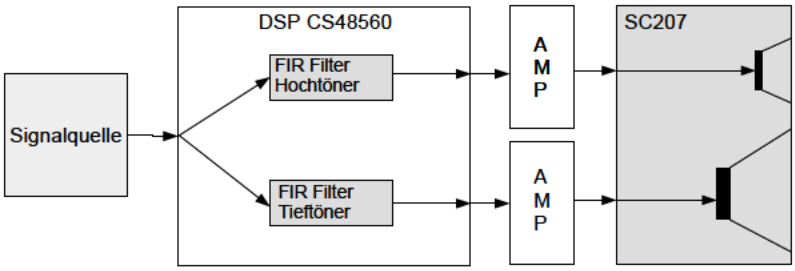


Abbildung 5.7: Signalflußdiagramm

Mit der Software werden nun die einzelnen Signalpfade eingerichtet. In Abbildung 5.8 ist die Oberfläche der DSP Composer Software zu sehen.

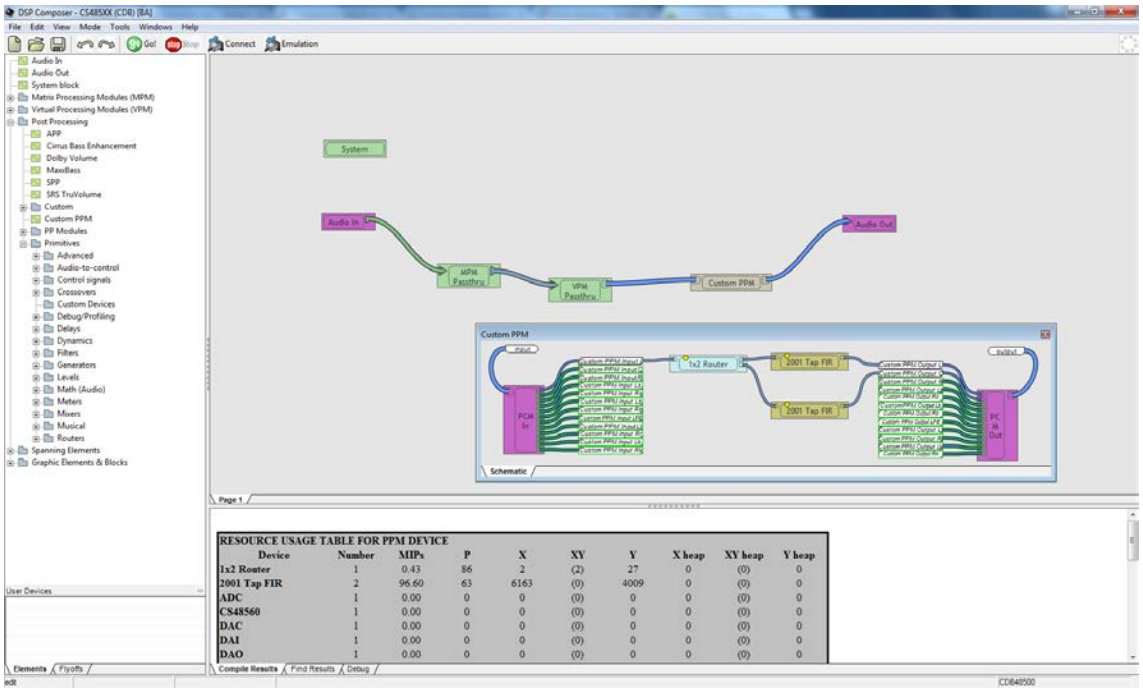


Abbildung 5.8: DSP Composer Software

Links aus der Menüleiste können Blöcke auf die Arbeitsoberfläche gezogen und miteinander verbunden werden. Der 'System'-Block wird immer benötigt und legt globale Einstellungen fest. Mit den Blöcken 'Audio In' und 'Audio Out' können Einstellungen für den Signaleingang und Ausgang festgelegt werden. Das Programm ist in drei Processingblöcke aufgeteilt. Wir verwenden davon nur die Post Processing Elemente. Mit einem Doppelklick auf den 'Custom PPM' Block öffnet sich dessen Arbeitsoberfläche. Hier werden die FIR-Filterblöcke eingebunden. Zum Laden der Filterkoeffizienten aus den erstellten Text-Dateien muss mit einem Rechtsklick auf die FIR-Filter-Blöcke –> 'Device Properties' der Pfad der gewünschten Datei angegeben werden.

Wurden alle Einstellungen vorgenommen, kann das Evaluation Board mit dem PC verbunden und durch einen Klick auf Go! programmiert werden.

6 Simulation der Entzerrung

In diesem Abschnitt wird die Entzerrung des Lautsprechers mit Hilfe von Octave Simuliert. Dazu werden die Impulsantworten der erzeugten Filter mit den Impulsantworten des Tieftonchassis und des Hochtonchassis gefaltet. Der Octave Code dazu befindet sich im Anhang.

Die Betrags- und Phasenfrequenzgänge der erzeugten Filterimpulsantworten sind in Abbildung 6.1 zu sehen.

Das Ergebnis der simulierten Entzerrung ist in Abbildung 6.2 zu sehen.

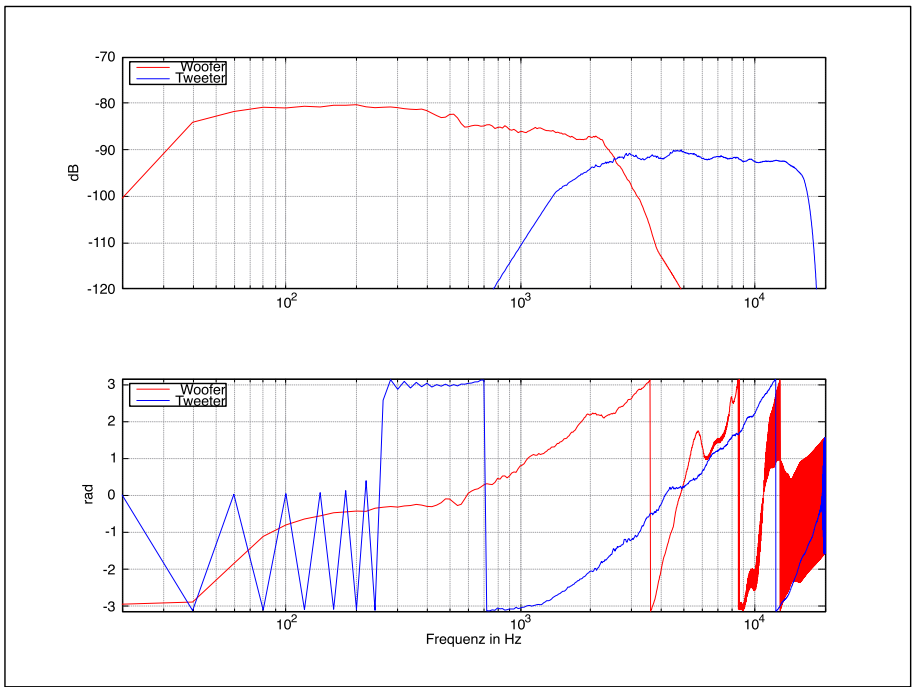
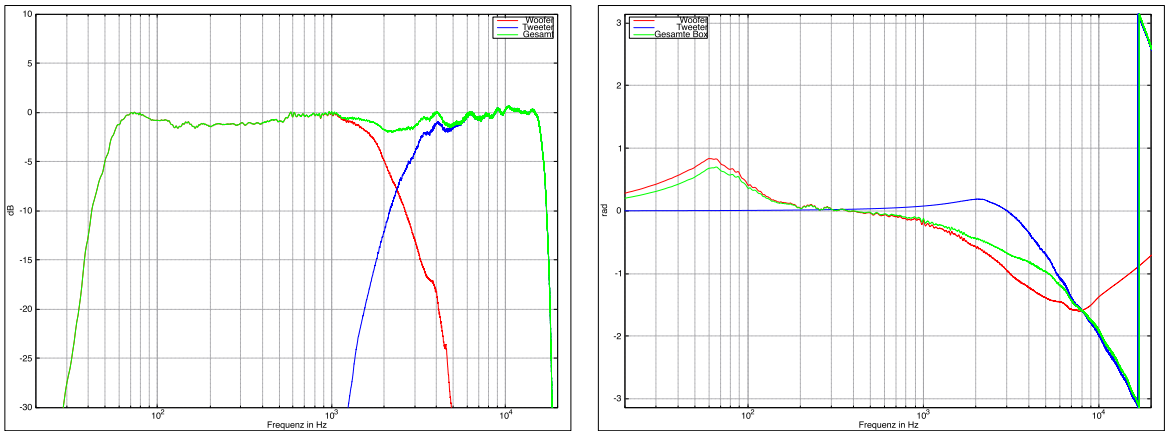


Abbildung 6.1: Betrags- und Phasenfrequenzgänge der erzeugten Filter



(a) Betragsfrequenzgang (b) Phasenfrequenzgang

Abbildung 6.2: Simulierter Betrags- und Phasenfrequenzgang des entzerrten Lautsprechers

7 Messungen des entzerrten Lautsprechers

Nach der erfolgreichen Berechnung der Filterkoeffizienten und Programmierung des DSPs, wird der entzerrte Lautsprecher nun gemessen. In Abbildung 7.1 ist der Betragsfrequenzgang des entzerrten Lautsprechers zu sehen. Dieser ist im Vergleich zum ursprünglichen Betragsfrequenzgang wesentlich linearer. Lediglich bei der Trennfrequenz (2800 Hz) bricht der Betragsfrequenzgang ein wenig ein. Dies kann mit der Wahl der Trennfrequenz, oder der zu geringen Steilheit der Linkwitz-Riley Filter zusammenhängen. Zukünftig könnte man sogenannte 'Brickwall' Filter[16] testen.
Der Phasengang des entzerrten Lautsprechers (Abbildung 7.3) verhält sich fast linear, lediglich unter 100 Hz weist das System eine positive Phasenverschiebung auf.
Die Gruppenlaufzeit des entzerrten Lautsprechers und des Werkslautsprechers sind in Abbildung 7.4 zu sehen. Man erkennt sehr gut wie durch die Entzerrung die Gruppenlaufzeit zu niedrigen Frequenzen hin kompensiert wird indem die Laufzeit angehoben wird. Die Gruppenlaufzeit ist konstant, jedoch besitzt der Lautsprecher nun eine Latenz von etwa 26ms.
Misst man die Impulsantwort (Abbildung 7.2), sieht man, dass der Tieftöner dem Hochtöner nichtmehr nacheilt. Abbildung 7.2 (a) zeigt die gesamte Impulsantwort des entzerrten Lautsprechers. Abbildung 7.2 (b) zeigt die Impulsantwort des Hochtöners in schwarz und die des Tieftöners in rot. Man erkennt deutlich, dass sich die Maxima der Impulsantwort zeitlich perfekt überlagern. Außerdem zeigt die Impulsantwort die Verzögerung des Signals von etwa 26.3 ms. Davon die Zeit, die das Signal vom Lautsprecher zum Mikrofon braucht ($\frac{1m}{343{,}2\frac{m}{s}} = 2,91ms$) abgezogen, ergibt die Latenz, die durch den digitalen Signalprozessor entsteht.

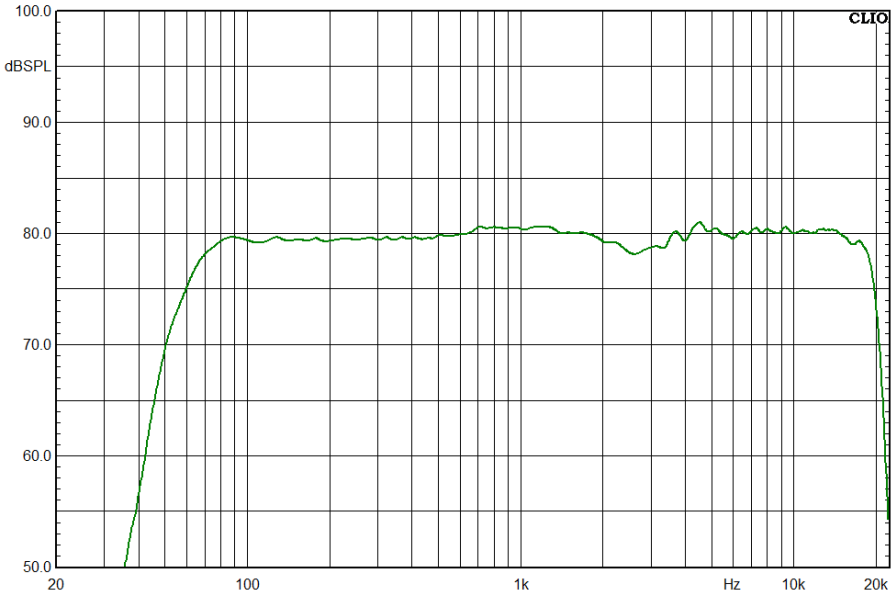
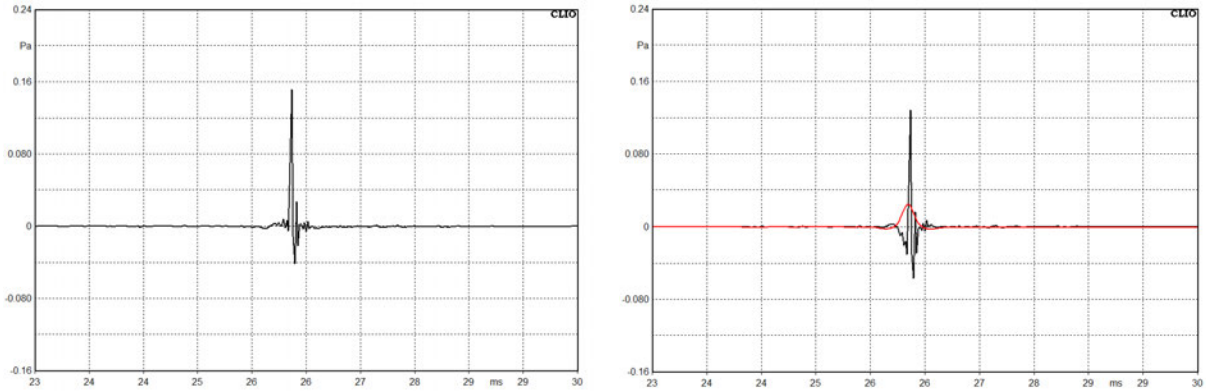


Abbildung 7.1: Betragsfrequenzgang des entzerrten Lautsprechers

[16] 'Brickwall' Filter sind Filter mit sehr steilen Flanken, die einer Brickwall (englisch für Backsteinmauer) nahe kommen



(a) (b)

Abbildung 7.2: (a) Impulsantwort des entzerrten Lautsprechers; (b) Impulsantworten der Chassis einzeln (Hochtöner - Schwarz und Tieftöner - Rot)

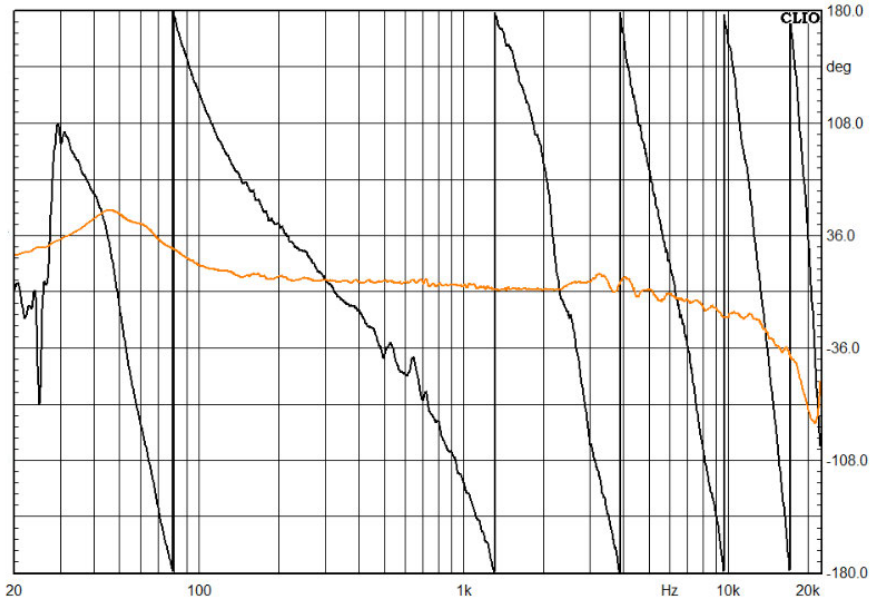


Abbildung 7.3: Phasengang des entzerrten Lautsprechers (orange) und des Werklautsprechers (schwarz)

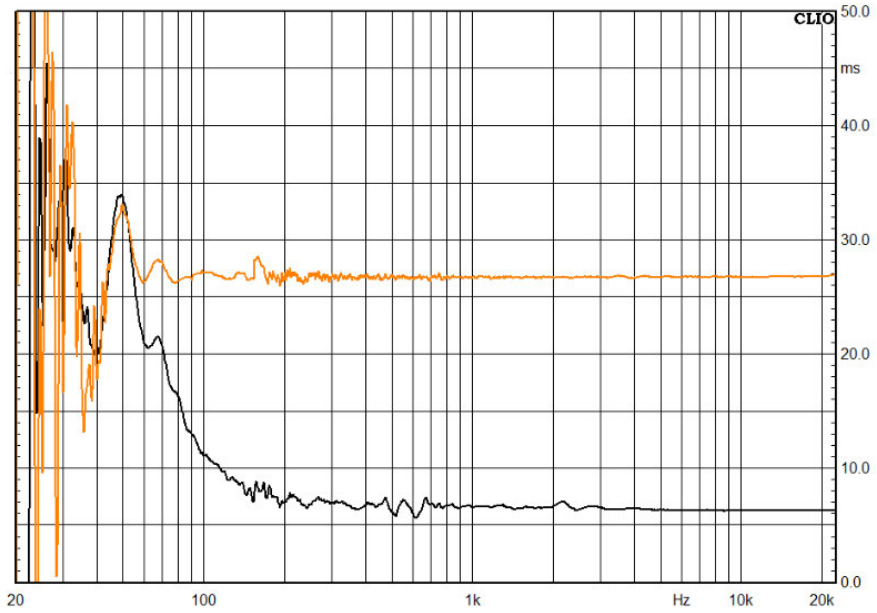


Abbildung 7.4: Gruppenlaufzeit des Entzerrten Lautsprechers (orange) und des Werklautsprechers (schwarz)

Da der Lautsprecher nur für den am Anfang, durch die Platzierung des Messmikrofons, bestimmten Ort entzerrt ist, werden nun durch Messungen an abweichenden Orten überprüft, wie sich der Betragsfrequenzgang des Lautsprechers verhält. In Abbildung 7.5 sieht man die verschiedenen Messungen. Dabei gibt die Messung in der Mitte den Betragsfrequenzgang für den entzerrten Punkt im Raum wieder (Mikrofon in einem Meter Abstand zum Lautsprecher auf Höhe des Hochtöners). Diese Kurve ist auch in den anderen Messungen mit aufgetragen, um einen Vergleich zu erleichtern. Für die Messung links davon wurde das Messmikrofon 20 cm nach links gestellt, für die Messung links oben wird das Messmikrofon 20 cm nach links und 20 cm nach oben aufgestellt. Für alle anderen Messungen äquivalent.

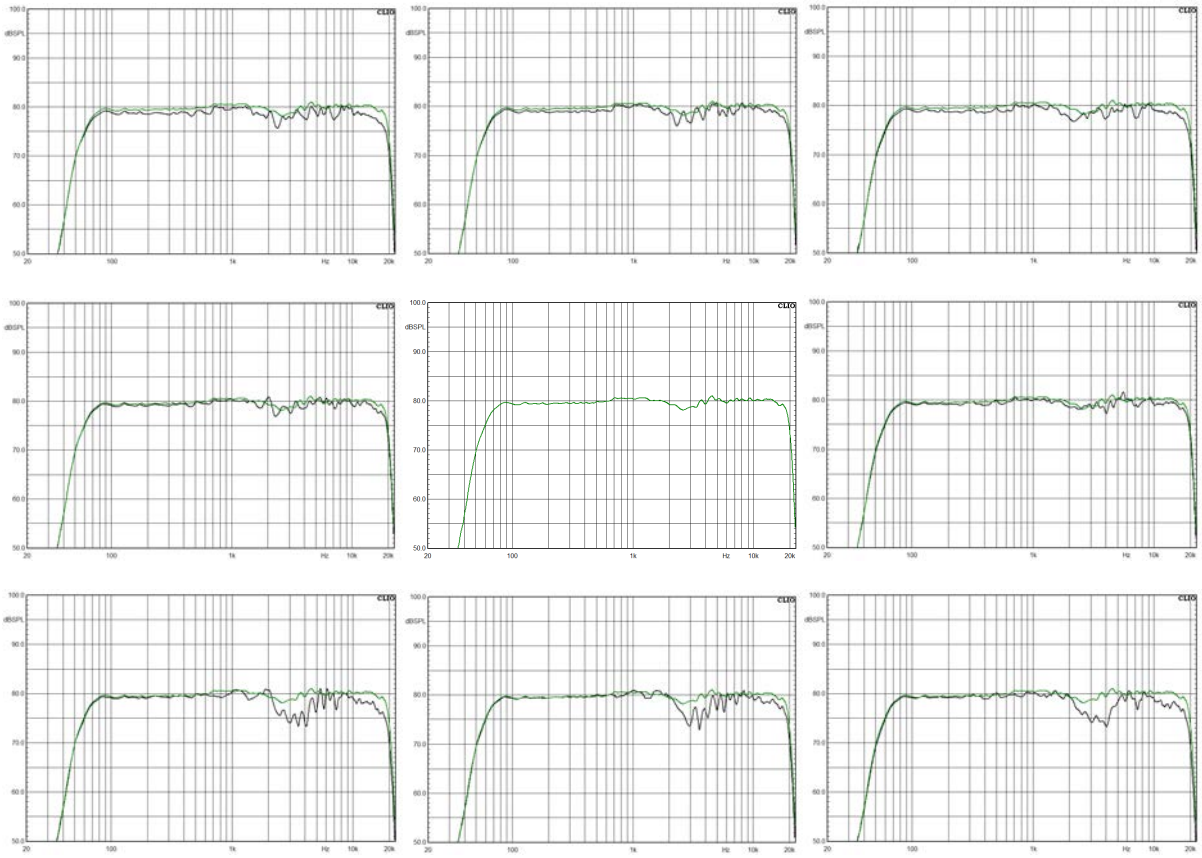


Abbildung 7.5: Messungen des Betragsfrequenzgangs des entzerrten Lautsprechers in einem 20 cm Raster

Man erkennt deutlich, dass sich der Betragsfrequenzgang hauptsächlich im Bereich der Trennfrequenz ändert. Schon leichte Bewegungen des Kopfes führen also zu anderen Betragsfrequenzgängen, die vom Hörer wahrgenommen werden. Eine Entzerrung des Lautsprechers ist also immer nur für einen Punkt im Raum definiert und kann, misst man an anderen Orten, zu erstaunlich unterschiedlichen Betragsfrequenzgängen führen.

Die größten Änderungen des Betragsfrequenzgangs ergeben sich, wenn das Messmikrofon unterhalb der ursprünglichen Entzerrposition platziert wird.

Außerdem sollte man festhalten, dass alle Messungen in einem reflexionsarmen Raum aufgenommen wurden. Würde man den Lautsprecher in einem nicht optimierten Abhörraum messen, würden sich wiederum andere Messungen ergeben. Vor allem Kammfiltereffekte können dort zu starken Einbrüchen im Betragsfrequenzgang führen.

8 Diskussion und Resumée

Die Entzerrung von Lautsprechern mit Hilfe digitaler Signalprozessoren und FIR-Filtern, stellt eine wirkungsvolle Methode dar, den Betragsfrequenzgang eines Lautsprechers zu linearisieren und dessen Laufzeitfehler zu beheben. Die in dieser Arbeit erreichten Betragsfrequenzgänge verhalten sich nahezu lehrbuchmäßig. Ähnlich lineare Ergebnisse mit massivem Einsatz parametrischer IIR-Filter herzustellen, erfordert einen weitaus größeren Aufwand bei der Abstimmung. Trotzdem muss man sich fragen, ob diese Art der Entzerrung eine große klangliche Verbesserungen mit sich bringt. Eine ausführliche Vergleichsauralisation der beiden Lautsprecher müßte durchgeführt werden um dies beantworten zu können. Außerdem ist die mit der Entzerrung einhergehende Latenz für viele Anwendungen, zum Beispiel im Videobearbeitungsbereich, ungeeignet. Um die Gruppenlaufzeit zu reduzieren kann die komplexe Entzerrung des Tiefton-Weges auf eine Korrektur des Betragsfrequenzgangs beschränkt werden. Zum Beispiel einigt man sich auf eine minimalphasige Entzerrung des Tieftonweges und auf eine linearphasige Entzerrung des Hochtonweges und kann dadurch die Latenz erheblich reduzieren.
Die Anzahl der Filterkoeffizienten wurde in dieser Arbeit auf 2000 festgelegt. Natürlich kann auch mit weniger Koeffizienten gearbeitet werden, jedoch leidet dadurch die Genauigkeit der Entzerrung, was sich vor allem im Betragsfrequenzgang bemerkbar macht.

Die Möglichkeiten der digitalen Lautsprecherentzerrung sind vielfältig. Es lassen sich erstaunliche Ergebnisse durch diese Art des Preprocessings erzielen. Die linearen Verzerrungen eines Lautsprechers, die die Signalübertragung beeinträchtigen können dadurch behoben werden und ein fast perfektes Übertragungsverhalten realisiert werden. Die mit Octave entwickelte Toolbox ermöglicht es, auf Knopfdruck FIR-Filterkoeffizienten zu erzeugen, um beliebige Frequenzgänge zu entzerren. In Kombination mit dem eingerichteten DSP Evaluationboard lassen sich so sehr schnell respektable Entzerrungen erzeugen. Dies erleichtert die Entwicklung weiterer Prototypen, die auf dieser Technik aufbauen. Die abschließenden Messungen zeigen jedoch, dass das Resultat einer Entzerrung stark von der Abhörposition abhängt. Die Latenz die dadurch entsteht, ist für die meisten Anwendungen unerwünschter als ein linearer Frequenzgang. Für weitere Arbeiten sollte der Fokus auf die Latenzreduzierung gelegt werden.

Diese Arbeit wurde bei der Firma EVE Audio angefertigt und dient als Vorarbeit für weitere Entwicklungen, die mit digitalen Signalprozessoren und FIR-Filtern geplant sind. Die Grundlagen und Methoden der Entzerrung wurden erarbeitet und beispielhaft an einem schon bestehenden Lautsprecher getestet. Geplant sind digitale Teilentzerrungen von Lautsprechern die auf dieser Arbeit aufbauen.

Alles in allem kann durch die richtige Anwendung digitaler Filter der Lautsprecher der Perfektion ein Stück näher gebracht werden. Dadurch rückt das Ziel, eines der für mich wichtigsten Kulturgüter, die Musik, so unverfälscht wie möglich reproduzieren zu können, näher.

Literatur

[1] Weinzierl, Stefan (Hrsg.): *Handbuch der Audiotechnik*. Berlin/Heidelberg 2008

[2] D'Appolito, Joseph: *Lautsprecher-Messtechnik*. Aachen, 3. Auflage 2007

[3] Müller, Swen: *Digitale Signalverarbeitung für Lautsprecher* (Diss. RWTH Aachen), Aachen 1999

[4] Noll, Peter: *Signale und Systeme*. Berlin, 2012

[5] Goertz, Anselm: Vergleich verschiedener Verfahren zur Lautsprecher-Entzerrung. *Fortschritte der Akustik*, DAGA 1992

[6] Leckschat, Dieter: *Verbesserung der Wiedergabequalität von Lautsprechern mit Hilfe von Digitalfiltern*. (Diss. RWTH Aachen), Aachen 1992

[7] Makarski, Michael; Goertz, Anselm; Schmitz, Alfred: *Linearphasiges Filterdesign für Lautsprecher und die daraus resultierenden Latenzen*. Berlin 2010

[8] Krauss, Guenter: *Advantages of FIR Filters in digital Loudspeaker Controllers*. Paris 2006

[9] Cirrus Logic: *CDB84500 USB Evaluation Kit Guide*. 19.08.2015
www.cirrus.com

[10] Werner, Martin: *Digitale Signalverarbeitung mit MATLAB*. Wiesbaden, 5. Auflage 2012

[11] Schmidt, Ulrich (Hrsg.) : *Tontechnik*. München, 3. Auflage 2011

Anhang

I. Octave-Code

```
%-----------------------------------------------------%
%         Code des Toolbox.mat Skripts
%               Lucas Weidinger
%                 18.06.2015
%-----------------------------------------------------%
close all
clear all
pkg load all
%-----------------------------------------------------%
%CHASSI 1   Rot WF='Dateiname.txt' Gemessener SPL und Phase des WOOFERS
FFTDataWoofer='Woofer_Data.txt';
%CHASSI 2   Blau TW='Dateiname.txt' Gemessener SPL und Phase des TWEETERS
FFTDataTweeter='Tweeter_Data.txt';
%-----------------------------------------------------%
fs=48000; %Abtastfrequenz des Messsystems
%-----------------------------------------------------%
%Bandpasseinstellungen: Woofer und Tweeter
fxover=2800; %gewünschte Trennfrequenz
fu=40;       %untere Bandbegrenzung
fo=20000;    %obere Bandbegrenzung

%-----------------------------------------------------%
%-----------------------------------------------------%
% Funktionenaufruf. Ab hier NICHTS ändern !
%-----------------------------------------------------%
%-----------------------------------------------------%
dt=1/fs;
[freq,compWoofer,compTweeter]=readData(FFTDataWoofer,FFTDataTweeter);
[ref1,ref2,f]=LRcrossover(freq,fxover,fu,fs,fo);
[WW,WT]=processData(freq,compWoofer,compTweeter,ref1,ref2,fu,fxover,fo,fs);
[FirCoeff1,FirCoeff2,ImpWoof]=filtererzeugung(WW,WT,fs);
simulation(FirCoeff1,FirCoeff2,compWoofer,compTweeter,fs,1000);
```

```
%Funktion: readData%
function[freq,compWoofer,compTweeter]=readData(FFTDataWoofer,FFTDataTweeter)
%-------------------
data1=dlmread(FFTDataWoofer);
data2=dlmread(FFTDataTweeter);
%-------------------
length(data1)
freq=data1(:,1);
realWoofer=data1(:,2);
```

```
imagWoofer=data1(:,3);
compWoofer=realWoofer+(imagWoofer*(sqrt(-1)));
%-------------------
realTweeter=data2(:,2);
imagTweeter=data2(:,3);
compTweeter=realTweeter+imagTweeter*(sqrt(-1));
phaseTweeter=unwrap(arg(compTweeter));
ampTweeter=abs(compTweeter);
compTweeter=ampTweeter.*(cos(phaseTweeter)+sqrt(-1).*sin(phaseTweeter));
%-------------------
figure('Name','Unbearbeiteter Woofer')
subplot(2,1,1)
semilogx(freq,20*log10(abs(compWoofer)),'r',freq,20*log10(abs(compTweeter)))
title('Betragsfrequenzgang der Chassis')
legend('Woofer','Tweeter')
xlim([20 20000])
ylim([-25 10])
ylabel('rad')
grid on
subplot(2,1,2)
semilogx(freq,(arg(compWoofer)),'r',freq,(arg(compTweeter)))
title('Phasengang der Chassis')
xlim([20 20000])
%ylim([-3*pi pi])
ylabel('rad')
legend('Woofer','Tweeter','Location','southwest')
grid on
end
```

```
%Funktion: LRcrossover%
function[ref1,ref2,f]=LRcrossover(freq,fxover,fu,fs,fo)
df=(fs/2)/length(freq);
[b,a]=butter(2,[(2*fu/fs) (2*fxover/fs)]);
sys1=tf(b,a);
%Übertragungsfunktion des TP erstellen
sys1=sys1*sys1;  % mit sich selbst multiplizieren um LR-4 zu erhalten.
[b,a]=tfdata(sys1,'v'); % koeffizienten auslesen
ref1=freqz(b,a,freq,fs); %komplexer Frequenzgang des WooferBandpasses
ref1=abs(ref1);
i1=(find(freq>20000,1,'first'));
%ref1(i1:length(ref1))=ref1(i1);
%-------------------------------------------------------------
% Das gleiche für Tweeter Bandpass
%-------------------------------------------------------------
[d,c]=butter(2,[(2*fxover/fs) (2*fo/fs)]);
sys2=tf(d,c);    %Übertragungsfunktion des TP erstellen
sys2=sys2*sys2;  % mit sich selbst multiplizieren um LR-4 zu erhalten.
[d,c]=tfdata(sys2,'v'); % koeffizienten auslesen
ref2=freqz(d,c,freq,fs); %komplexer Frequenzgang des WooferBandpasses
ref2=abs(ref2);
%i2=(find(freq>22000,1,'first'));
```

```
%-----------------------------------------------------------------
f=[0:df:(fs/2)-df];
%-----------------------------------------------------------------
figure('Name','Filter Amplitudengänge ')
semilogx(freq,20*log10(ref1),'r')
hold on
semilogx(freq,20*log10(ref2),'b')
grid on
xlim([10 22000])
ylim([-30 10])
xlabel('Frequenz in Hz')
ylabel('Amplitude in dB')
end
```

```
%Funktion: processData%
function[WunschWoof,WunschTweet]=processData(freq,compWoofer,compTweeter,ref1,ref2,
  fu,fxover,fo,fs)
df=(fs/2)/length(freq); %Frequenzabstand berechnen
a=abs(compWoofer);
i1=(find(freq>fu+30,1,'first'));
i2=(find(freq>fxover+2000,1,'first'));
a(1:i1)=a(i1);
a(i2:length(a))=a(i2);
compWoofer=a.*(cos(arg(compWoofer))+sqrt(-1)*sin(arg(compWoofer)));
%----------------------------------------
b=abs(compTweeter);
i3=(find(freq>fxover-1000,1,'first'));
i4=(find(freq>fo,1,'first'));
b(1:i3)=b(i3);
b(i4:length(b))=b(i4);
compTweeter=b.*(cos(unwrap(arg(compTweeter)))+sqrt(-1)*sin(unwrap(arg(compTweeter)))
  );
WunschWoof=ref1./compWoofer;
WunschTweet=ref2./compTweeter;
argTweet=arg(WunschTweet);
argTweet=argTweet(1:end);
figure('Name','Wunschfilter Amplitude und Phase')
subplot(2,1,1)
title('Betragsfrequenzgang')
semilogx(freq,20*log10(abs(WunschWoof)),'r',freq,20*log10(abs(WunschTweet)),'b')
grid on
ylim([-20 15])
xlim([20 20000])
legend('Woofer','Tweeter')
subplot(2,1,2)
title('Phasengang wraped')
semilogx(freq,(arg(WunschWoof)),'r',freq,argTweet,'b')
xlim([20 20000])
%ylim([-3*pi pi])
grid on
legend('Woofer','Tweeter','Location','northwest')
```

```
end
```

```
%Funktion: filtererzeugung%
function[FirCoeff1,FirCoeff2,ImpWoofscale]=filtererzeugung(WunschWoof,WunschTweet,fs
  )
%--------------------------------
% Woofer  fs=48000;
%--------------------------------
ImpWoof=real(ifft(WunschWoof(2:end)));
ImpWoof=fftshift(ImpWoof);
ImpWoofscale=ImpWoof*fs;
mid1=length(ImpWoof)/2;
FirCoeff1=ImpWoof((mid1-1000):(mid1+1000));
ham=hamming(2001);
kais=kaiser(2001);
FirCoeff1=FirCoeff1.*kais;
length(FirCoeff1)
%--------------------------------
% Tweeter
%--------------------------------
ImpTweet=real(ifft(WunschTweet(2:end)));
ImpTweet=fftshift(ImpTweet);
ImpTweetscale=ImpTweet*fs;
mid2=length(ImpTweet)/2;
FirCoeff2=ImpTweet((mid2-1000):(mid2+1000));
FirCoeff2=FirCoeff2.*0.7.*kais;
length(FirCoeff2)
figure('Name','Impulsantwort des Woofer- und Tweeterfilters')
plot((ImpWoof),'r')
hold on
plot((ImpTweet))

%Entzerrfilterkoeffizienten in Textdatei abspeichern
TPCoeff=fopen('TPCoeff.txt','w');
fprintf(TPCoeff,'%.8f \n',FirCoeff1);
fclose(TPCoeff);
HPCoeff=fopen('HPCoeff.txt','w');
fprintf(HPCoeff,'%.8f \n',FirCoeff2);
fclose(HPCoeff);
end
```

```
function[]=simulation(FirCoeff1,FirCoeff2,compWoofer,compTweeter,fs,a)
dt=1/fs;
ImpWoofer=real(ifft(compWoofer));
%ImpWoofer=fftshift(ImpWoofer);
ImpTweeter=real(ifft(compTweeter));
%ImpTweeter=fftshift(ImpTweeter);
resultWooferTime=conv(ImpWoofer,FirCoeff1);
resultTweeterTime=conv(ImpTweeter,FirCoeff2);
resultWoofer=fft((resultWooferTime))*dt;
resultTweeter=fft((resultTweeterTime))*dt;
```

```
f=[0:(40000/length(resultWoofer)):40000-(40000/length(resultWoofer))];
%-----------------------
figure('Name','Simulation')
c=97;
title('Simulierte Betragsfrequenzgänge')
semilogx(f,20*log10(abs(resultWoofer))+c,'r')
hold on
semilogx(f,20*log10(abs(resultTweeter))+c,'b')
hold on
semilogx(f,20*log10(abs(resultWoofer+resultTweeter))+c, 'g')
grid on
ylabel('dB')
legend('Woofer','Tweeter','Gesamt')
xlabel('Frequenz in Hz')
xlim([20 20000]) ylim([-30 10])
resultWoofer=fft((resultWooferTime(a:end)))*dt;
resultTweeter=fft((resultTweeterTime(a:end)))*dt;
sum=resultWoofer+resultTweeter;
%test=resultWoof((mid1-1000)):(mid1+1000));
figure('Name','Simulation des Phasenfrequenzganges')
semilogx(angle(resultWoofer),'r')
hold on
semilogx(angle(resultTweeter),'b')
hold on
semilogx(arg(sum),'g')
xlim([20 20000]) ylim([-pi pi])
grid on
xlabel('Frequenz in Hz')
ylabel('rad')
legend('Woofer','Tweeter','Gesamte Box','Location','northwest')

end
```

Sonstige Bilder